



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 100 54 540 A 1**

⑤① Int. Cl.⁷:
H 03 F 1/32
H 03 F 3/68

②① Aktenzeichen: 100 54 540.8
②② Anmeldetag: 3. 11. 2000
②③ Offenlegungstag: 6. 6. 2002

DE 100 54 540 A 1

⑦① Anmelder:
Xignal Technologies AG, 82008 Unterhaching, DE
⑦③ Vertreter:
Spitz, Klinger & Partner GbR, 80336 München

⑦② Erfinder:
Gröpl, Martin, 87527 Sonthofen, DE
⑤⑥ Entgegenhaltungen:
DE 39 33 805 C2

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

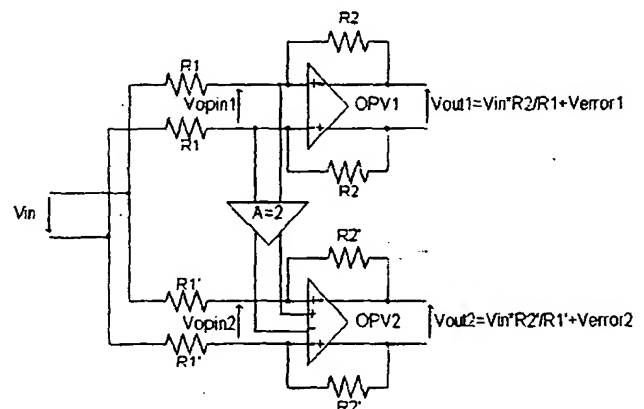
Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Leistungseffiziente Verstärkerschaltung und Verfahren zur leistungseffizienten Verstärkung eines Signals

⑤⑦ Die Erfindung betrifft eine Verstärkerschaltung mit einem Schaltungseingang für ein zu verstärkendes Schaltungseingangssignal (V_{in}) und einem Verstärkungsbereich zum Verstärken des Schaltungseingangssignals (V_{in}).

Erfindungsgemäß ist vorgesehen, daß der Verstärkungsbereich zwei jeweils negativ rückgekoppelte Verstärker (OPV1, OPV2) aufweist, denen das Schaltungseingangssignal (V_{in}) parallel zugeführt wird und deren Verstärkerausgänge zur Bildung eines Schaltungsausgangssignals (V_{out}) mit einem Schaltungsausgang verbunden sind oder verbindbar sind, wobei der Verstärkungseingangsbereich eines der beiden Verstärker (OPV1) über einen weiteren Verstärker (A) mit dem Verstärkereingangsbereich des anderen der beiden Verstärker (OPV2) verbunden ist, derart, daß Signalverzerrungen an den beiden Verstärkerausgängen (V_{out1} , V_{out2}) sich im wesentlichen gegenseitig auslöschen.

Die erfindungsgemäße Verstärkerschaltung ermöglicht damit eine besonders leistungseffiziente Verstärkung des Signals.



DE 100 54 540 A 1

[0001] Ein Verstärker ist eine in der Elektronik vielfach eingesetzte Schaltung. Die wichtigste Anwendung eines Verstärkers ist es, den Spannungs- oder Strompegel eines elektrischen Signals zu verändern, insbesondere zu vergrößern. Gelegentlich wird ein Verstärker auch dazu benutzt, ein Verstärker-Eingangssignal vom Ausgang zu isolieren, z. B. um Rückwirkungen von Störern auf die Signalquelle zu vermeiden.

[0002] Grundsätzlich ist es wünschenswert, wenn der Verstärker das Signal möglichst wenig verfälscht. Zu den unerwünschten Verfälschungen gehören insbesondere Rauschen und Verzerrungen.

[0003] Gleichzeitig ist es für viele Anwendungen wichtig, daß der Leistungsverbrauch des Verstärkers möglichst gering ist. Beim Entwurf eines Verstärkers muß ein Kompromiß zwischen diesen Forderungen gefunden werden, da sie sich nicht gemeinsam optimieren lassen. Insbesondere die nichtlinearen Verzerrungen nehmen bei stromsparender Bauweise erheblich zu. Dieser Zusammenhang gilt generell, ist aber bei in CMOS-Technologie gefertigten Verstärkern besonders ausgeprägt. Dies hat zur Folge, daß sich viele Produkte nur mit eingeschränkter Leistungsfähigkeit oder erhöhtem Stromverbrauch in CMOS-Technologie realisieren lassen.

[0004] Für Anwendungen, bei denen es wichtig ist, daß das Signal möglichst wenig verzerrt wird, werden gegengekoppelte Verstärkerschaltungen eingesetzt. Fig. 7 zeigt ein Beispiel eines gegengekoppelten Operationsverstärkers OPV, der ein Schaltungseingangssignal V_{in} in herkömmlicher Weise zu einem Schaltungsausgangssignal V_{out} verstärkt.

[0005] Wie es in Fig. 8 dargestellt ist, kann der Operationsverstärker OPV dabei in guter Näherung modelliert werden als eine Reihenschaltung aus einem idealen Verstärker mit frequenzunabhängiger Verstärkung V , einem Tiefpaß $TP(f)$ und einer nichtlinearen Spannungs-Übertragungsfunktion $NL(V_m)$, wobei f die Signalfrequenz und V_m die der Ausgangsstufe des Operationsverstärkers zugeführte Spannung bezeichnen. Dieses Modell basiert darauf, daß die Ausgangsstufe des Verstärkers OPV die dominante Quelle von nichtlinearen Verzerrungen ist. Fig. 9 veranschaulicht die unerwünschte Nichtlinearität $NL(V_m)$ qualitativ.

[0006] Die Nichtlinearität $NL(V_m)$ wird durch die nichtlineare Spannungs-zu-Strom-Charakteristik der Verstärkerrtransistoren und dem durch diese Transistoren fließenden Strom bestimmt ("Transistor-Nichtlinearität"). Je kleiner dieser Strom ist, um so ausgeprägter ist die Nichtlinearität. Dies ist z. B. der Fall, wenn der zur Versorgung des Verstärkers vorgesehene Strom relativ klein bemessen ist.

[0007] Durch die in Fig. 7 dargestellte Gegenkopplung des Verstärkers OPV kann die Auswirkung der Nichtlinearität des Verstärkers OPV auf das Signal reduziert werden. Diese Reduktion ist proportional zur Schleifenverstärkung $A_{loop}(f)$:

$$A_{loop}(f) = V \cdot TP(f) \cdot R1/(R1 + R2)$$

[0008] Um eine hohe Linearität des Signals zu erzielen, muß daher im interessierenden Frequenzbereich eine hohe Schleifenverstärkung $A_{loop}(f)$ angestrebt werden. Um sich diesem Ziel zu nähern, werden folgende zwei Methoden benutzt:

1. Verwendung einer hohen Transitfrequenz der Verstärkerschleife

[0009] Die Transitfrequenz $f_{transit}$ ist jene Frequenz, bei welcher die Schleifenverstärkung $A_{loop}(f)$ aufgrund der Wirkung des Tiefpasses $TP(f)$ auf den Wert 1 abgesunken ist, d. h. $A_{loop}(f_{transit}) = 1$. Je höher die Transitfrequenz $f_{transit}$ im Vergleich zu den Signalfrequenzen f ist, um so geringer ist die durch den Tiefpaß TP verursachte Reduktion der Schleifenverstärkung A_{loop} . Eine hohe Transitfrequenz $f_{transit}$ erreichen Verstärker, die eine Stromgegenkopplung verwenden ("Current-Feedback-Amplifier").

[0010] Wird die gewünschte hohe Linearität durch eine hohe Transitfrequenz $f_{transit}$ erzielt, so hat dies eine hohe Leistungsaufnahme des Verstärkers zur Folge. Mit den derzeit verfügbaren Transistoren sind niedriger Stromverbrauch und hohe Transitfrequenz nicht gleichzeitig erzielbar. Daher eignet sich diese Methode nur für Applikationen, in denen der Stromverbrauch eine untergeordnete Rolle spielt.

2. Verwendung von mehreren hintereinander geschalteten Verstärkerstufen

[0011] Hierbei wird nicht die Transitfrequenz $f_{transit}$ erhöht, sondern die Verstärkung bei Frequenzen f unterhalb der Transitfrequenz $f_{transit}$, was durch einen Tiefpaß höherer Ordnung erreicht wird. Diese Methode ermöglicht niedrigen Leistungsverbrauch und hohe Linearität der Verstärkerschaltung, sofern die Signalfrequenzen f hinreichend niedrig liegen. Solche Verstärker sind beispielsweise unter den Namen "Nested Miller" und "Double Nested Miller" bekannt.

[0012] Der Vorteil von hintereinander geschalteten Verstärkerstufen wird um so kleiner, je näher die Signalfrequenzen f an der Transitfrequenz $f_{transit}$ liegen. Dies zeigt folgendes Beispiel:

Mit der Architektur von Fig. 7 soll ein Sinus-Signal der Frequenz $f = 10$ MHz um 20 Dezibel (dB) verstärkt werden. Der Operationsverstärker OPV habe eine Transitfrequenz von $f_{transit,amp} = 990$ MHz und die Gegenkopplung habe ein Widerstandsverhältnis $R1/R2 = 1/10$. Die Transitfrequenz der Schleifenverstärkung $f_{transit,loop}$ beträgt dann:

$$f_{transit,loop} = f_{transit,amp} \cdot R1/(R1 + R2)$$

$$= f_{transit,amp} \cdot R1/(R1 + 10 \cdot R1)$$

$$= 990 \text{ MHz} \cdot 1/11$$

$$= 90 \text{ MHz}$$

[0013] Bei einem zweistufigen Operationsverstärker OPV mit Tiefpaß erster Ordnung beträgt die Verstärkung in diesem Frequenzbereich in guter Näherung dann:

$$A_{loop} = f_{transit,loop}/f$$

[0014] Für die bei 30 MHz liegende dritte Harmonische ($f3$) der Signalfrequenz f beträgt die Schleifenverstärkung $A_{loop}(f3)$ demnach:

$$A_{loop}(f3) = f_{transit,loop}/f3 = f_{transit,loop}/(3 \cdot 10 \text{ MHz}) = 90 \text{ MHz}/30 \text{ MHz} = 3 = 9,54 \text{ dB}$$

[0015] Die Nichtlinearität der Ausgangsstufe bei dieser Frequenz $f3$ wird also um 9,54 dB reduziert. Erfordert die Applikation beispielsweise ein Signal-zu-Verzerrungs-Verhältnis (S/D) von 70 dB bis 30 MHz, so muß die Grund-Linearität der Ausgangsstufe mindestens 60,46 dB betragen. Diese läßt sich nur mit sehr hohen Strömen erzielen (Ausgangsstufen der Klasse A).

[0016] Wird ein dreistufiger Operationsverstärker ("Nested Miller"-Verstärker) eingesetzt, so erhöht sich die Schleifenverstärkung A_{loop} bei 30 MHz um circa 3 dB. Die

Anforderung an die Linearität der Ausgangsstufe reduziert sich damit auf 57,46 dB. Eine weitere Erhöhung der Anzahl von Verstärkerstufen bleibt nahezu wirkungslos (< 1 dB). Dies liegt daran, daß aus Gründen der Frequenzkompensation jede zusätzliche Verstärkerstufe mindestens um den Faktor $1/3$ langsamer sein muß als die an sie anschließende Stufe. Müssen Signale im MHz-Bereich mit hohen Linearitätsanforderungen verstärkt werden, kann dies bisher nur durch eine entsprechend hohe Transitfrequenz und hohe Ausgangsstufen-Linearität erreicht werden. Sowohl hohe Ausgangsstufen-Linearität als auch hohe Transitfrequenz verursachen jedoch hohen Stromverbrauch.

[0017] Die Erfindung geht in einem ersten Aspekt aus von einer Verstärkerschaltung mit einem Schaltungseingang für ein zu verstärkendes Schaltungseingangssignal und einem Verstärkungsbereich zum Verstärken des Schaltungseingangssignals. Die Erfindung geht in einem zweiten Aspekt aus von einem Verfahren zum Verstärken eines Signals.

[0018] Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, eine Verstärkerschaltung sowie ein Verfahren zur Signalverstärkung mit reduziertem Leistungsverbrauch bereitzustellen, bei denen Verzerrungen des Signals weitgehend vermieden werden können.

[0019] Die erfindungsgemäße Verstärkerschaltung ist dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärkungsbereich zwei jeweils negativ rückgekoppelte Verstärker aufweist, denen das Schaltungseingangssignal parallel zugeführt wird und deren Verstärkerausgänge zur Bildung eines Schaltungsausgangssignals mit einem Schaltungsausgang verbunden sind oder verbindbar sind, wobei der Verstärkereingangsbereich eines der beiden Verstärker über einen weiteren Verstärker mit dem Verstärkereingangsbereich des anderen der beiden Verstärker verbunden ist.

[0020] Das erfindungsgemäße Verfahren zur Signalverstärkung ist dadurch gekennzeichnet, daß das Signal parallel durch zwei gegengekoppelte Verstärker verstärkt wird und die beiden Verstärkerausgangssignale zur Bildung des verstärkten Signals zusammengeführt werden oder zusammenführbar sind, wobei ein vom Verstärkereingangsbereich eines der beiden Verstärker abgezwigtes Signal verstärkt und dem Verstärkereingangsbereich des anderen der beiden Verstärker zugeführt wird.

[0021] Die Zusammenführung der Verstärkerausgangssignale über jeweilige Lasten (z. B. Widerstände, Kapazitäten etc.) entspricht einer gewichteten Addition der Verstärkerausgangssignale.

[0022] Des weiteren ist erfindungsgemäß vorgesehen, daß durch diese Gestaltung Signalverzerrungen der beiden Verstärkerausgangssignale sich im Schaltungsausgangssignal im wesentlichen gegenseitig auslöschen.

[0023] Die Grundidee der Erfindung liegt darin, daß z. B. bei einem Signal mit Wechselspannungskomponente das Signal parallel auf zwei getrennten Pfaden verstärkt wird, die so gestaltet sind, daß die beiden verstärkten Signale phasengleich, die Verzerrungen jedoch mit voneinander verschiedener Phasenlage, bevorzugt entgegengesetzter Phasenlage, am Schaltungsausgang zusammengeführt werden. Werden die Verstärker-Ausgangssignale am Schaltungsausgang addiert, so addieren sich die Nutz-Signale, die Verzerrungen löschen sich dagegen mehr oder weniger aus (Eine Verbesserung ist bereits gegeben, wenn sich die Verzerrungen in zwei zusammengeführten Verstärkerausgangssignalen wenigstens teilweise gegenseitig auslöschen).

[0024] Durch entsprechende Wahl der Verstärkungseigenschaften der einzelnen Verstärker, insbesondere des Verstärkungsfaktors der weiteren Verstärkung läßt sich eine im wesentlichen vollständige Auslöschung der Verzerrungsanteile erreichen. Es ist dabei unwichtig, welcher Art und wie groß

die Verzerrungen der beiden Verstärkungs-Pfade sind, sofern die Bedingung eingehalten wird, daß die Verzerrungen Ausgangsseitig im wesentlichen gegengleich sind.

[0025] Mit der Erfindung lassen sich Verstärkerschaltungen realisieren, bei denen über weite Signalfrequenzbereiche die Signalverzerrung des Schaltungsausgangssignals kleiner ist als jede der Signalverzerrungen der beiden Verstärkerausgangssignale. Dies betrifft insbesondere den in der Praxis besonders interessierenden oberen Bereich des Frequenzbereichs gemäß Produktspezifikation.

[0026] Bei der erfindungsgemäßen Verstärkung können Verzerrungen des Signals weitgehend vermieden werden. Darüber hinaus, da die beiden Verstärker der erfindungsgemäßen Schaltung jeweils wesentlich kleiner als ein in seinen Eigenschaften vergleichbarer Verstärker herkömmlicher Art dimensioniert ("skaliert") werden können; ist die erfindungsgemäße Signalverstärkung demgegenüber mit deutlich reduziertem Leistungsverbrauch verbunden. Insbesondere können hierbei auch die einzelnen zur Signalzusammenführung vorgesehenen Lasten mitskaliert werden, wobei die Gesamlast in Summe unverändert bleibt. Dieses Mitskalieren läßt sich bei auf einem Chip integrierten Schaltungen besonders einfach realisieren, wenn diese Lasten zusammen mit den betreffenden Verstärkern auf dem Chip integriert sind.

[0027] Die vorliegende Erfindung ermöglicht es somit, den Leistungsverbrauch der Verstärkerschaltung auf ein Minimum zu reduzieren und trotzdem Verzerrungen des Signals weitgehend zu vermeiden.

[0028] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung weisen die beiden Verstärker im wesentlichen die gleiche Struktur auf, wobei der zweite Verstärker jedoch gemäß einem relativen Skalierungsfaktor bezogen auf die Dimensionierung des ersten Verstärkers abweichend dimensioniert ist. Damit sind auf sehr einfache Weise Verstärkerpfade mit unterschiedlichen Signal-Gewichtungsfaktoren, ansonsten jedoch sehr ähnlichen Eigenschaften hergestellt.

[0029] In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung weisen die beiden Verstärker im wesentlichen die gleiche Struktur auf, wobei der zweite Verstärker einschließlich dessen Last jedoch gemäß einem relativen Skalierungsfaktor s bezogen auf die Dimensionierung des ersten Verstärkers abweichend dimensioniert ist. Für eine effektive Verzerrungsauslöschung bei dieser für integrierte Schaltungen besonders bevorzugten Ausführungsform sollten die Verstärkung A des weiteren Verstärkers und der relative Skalierungsfaktor s annähernd folgender Beziehung genügen: $A = 1/s + 1$. In diesem Fall löschen sich die Verzerrungen am Schaltungsausgang nahezu vollständig aus. Vorzugsweise weicht die weitere Verstärkung A um weniger als 20%, weiter bevorzugt um weniger als 10%, von dem gemäß dieser Gleichung berechneten Wert ab.

[0030] In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung weisen die beiden Verstärker im wesentlichen identische Verstärkereigenschaften (insbesondere Verstärkungsfaktor Verzerrung und Last) auf und weist der weitere Verstärker eine Verstärkung von etwa 2 auf. Auch in diesem Fall löschen sich die Verzerrungen am Schaltungsausgang nahezu vollständig aus. Diese Ausführungsform läßt sich in einfacher Weise durch zwei identische Verstärker realisieren, die man sich z. B. als jeweils um 50% herunter-skalierte Verstärker vorstellen kann (relativer Skalierungsfaktor $s = 1$).

[0031] Zu der Skalierung sei folgendes bemerkt: Bei modernen Fertigungs-Technologien, insbesondere bei CMOS-Technologien, können sehr kleine Transistoren gefertigt werden. In Verstärkern werden praktisch ausschließlich Transistoren eingesetzt, deren Weiten wesentlich größer sind als die durch die Fertigungs-Technologie festgelegte

untere Grenze. Daher können solche Verstärker problemlos skaliert werden. Dies bedeutet beispielsweise: Wird die vom Verstärker zu treibende Last halbiert (= Verdopplung der Lastimpedanz), so können auch alle Transistorweiten und alle Ströme halbiert werden. Auch das Rückkoppel-Netzwerk (vgl. z. B. R1, R2 in Fig. 7) kann um den gleichen Faktor skaliert werden, so daß sich die Eingangsimpedanz der gesamten Verstärkerschaltung verdoppelt. Auf die vom Verstärker verursachte Signalverzerrung hat diese Skalierung keinen Einfluß. Werden zwei um je 50% herunter-skalierte Verstärker parallel geschaltet, so entspricht das Gesamtverhalten dem ursprünglichen unskalierten Verstärker auch bezüglich der Eingangsimpedanz und des Rauschens.

[0032] In einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung besteht der Verstärkungsbereich aus zwei im wesentlichen identischen Verstärkern, deren Eingangsbereiche über einen weiteren Verstärker der Verstärkung 2 miteinander verbunden sind. Alternativ ist eine Anordnung von noch weiteren Parallel-Verstärkern denkbar.

[0033] Verstärker, insbesondere Operationsverstärker, besitzen in der Regel einen mehrstufigen Aufbau. In einer Weiterbildung der Erfindung ist vorgesehen, daß der weitere Verstärker in einer Verstärkerstufe des anderen der beiden Verstärker, insbesondere in einer Eingangsstufe desselben, integriert ist.

[0034] Mit der weiteren Verstärkung ist eine mehr oder weniger große Signalverzögerung verbunden, die sich im Hinblick auf die ausgangsseitige Auslöschung der Verzerrungsanteile bei zeitveränderlichen Signalen nachteilig auswirkt. Zur Erhöhung der Präzision der Verstärkung ist gemäß einer weiteren Ausführungsform daher vorgesehen, diese Signalverzögerung bzw. Phasenverzögerung zu kompensieren. Bevorzugt ist eine derartige Kompensation im Rückkopplungspfad wenigstens eines der beiden Verstärker vorgesehen. Falls die beiden Verstärker nicht identisch sind, kann diese Kompensation gegebenenfalls auch unterschiedliche Signallaufzeiten der beiden Verstärker berücksichtigen.

[0035] Die beschriebene Erfindung ermöglicht eine bislang unerreichte Leistungseffizienz von Verstärkern für Lasten, die es erlauben, von mehreren verschiedenen Verstärker-Ausgängen gleichzeitig angesteuert zu werden. Eine besonders vorteilhafte Anwendung der Erfindung ist z. B. die Verstärkung eines Leitungssignals ("Leitungstreiber").

[0036] Bei der erfindungsgemäßen Schaltung können insbesondere die Ausgangsstufen der einzelnen Verstärker sehr stromsparend entworfen werden, da die Anforderungen an ihre Linearität um Größenordnungen reduziert wird. Dort, wo bisher Verstärker der Klasse A notwendig waren, können durch Anwendung der Erfindung Verstärker der Klasse AB oder B eingesetzt werden. Die Leistungsparsparnis beträgt dann mehr als 50% bei gleicher Gesamt-Linearität. Dies ist vor allem für batteriebetriebene Geräte von großem Vorteil. Aber auch für den stationären Einsatz ist eine reduzierte Leistungsaufnahme wichtig, denn die freiwerdende Wärme verhindert in vielen Fällen eine weitere Erhöhung der Integrationsdichte von integrierten Schaltungen. Dieses Problem kann durch die beschriebene Erfindung behoben werden.

[0037] Die Erfindung wird nachfolgend anhand von Ausführungsbeispielen mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen weiter erläutert. Es stellen dar:

[0038] Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung mit einer Architektur zur Erzeugung gegengleich verzerrter Signale in zwei Verstärkungspfaden.

[0039] Fig. 2 schematisch eine Realisierung der weiteren Verstärkung durch einen Transkonduktanzverstärker,

[0040] Fig. 3 schematisch eine Realisierung der weiteren Verstärkung durch skalierte Eingangsstufen.

[0041] Fig. 4 ein Beispiel einer Realisierung der in Fig. 3 dargestellten weiteren Verstärkung durch skalierte Eingangsstufen.

[0042] Fig. 5 ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung mit Kompensation der Phasenverzögerung durch Kondensatoren.

[0043] Fig. 6 eine Anwendung der Erfindung auf einen Leitungstreiber.

[0044] Fig. 7 eine von einem gegengekoppelten Operationsverstärker gebildete Verstärkerschaltung nach dem Stand der Technik.

[0045] Fig. 8 die Verstärkerschaltung nach Fig. 7 mit einer Modellierung des verwendeten Operationsverstärkers, und

[0046] Fig. 9 eine qualitative Darstellung einer beispielhaften Kennlinie der Nichtlinearität herkömmlicher Operationsverstärker.

[0047] Fig. 1 zeigt eine erfindungsgemäße Verstärker-Architektur für eine integrierte Schaltung, umfassend zwei jeweils über Widerstände R1, R2, R1', R2' negativ rückgekoppelte Operationsverstärker OPV1 und OPV2 in paralleler Anordnung. Im dargestellten Beispiel sind lediglich zwei Verstärker vorgesehen. Ferner besten die beiden Verstärker OPV1, OPV2 in diesem Beispiel identische Verstärkungseigenschaften.

[0048] Ein Schaltungs-Eingangssignal V_{in} wird von dem ersten Verstärker OPV1 verstärkt und am Verstärkerausgang als V_{out1} abgegeben. Dieses Signal V_{out1} enthält zusätzlich zum gewünschten Ausgangssignal ($= V_{in} \cdot R2/R1$) ein unerwünschtes Fehlersignal V_{error1} . Analoges gilt für den parallelen Verstärkungspfad, in dem der zweite Verstärker OPV2 vorgesehen ist.

[0049] Das Fehlersignal V_{error1} setzt sich zusammen aus den Verzerrungen, dem Verstärkungsfehler und dem Rauschen des Operationsverstärkers OPV1 und der Widerstände R1, R2.

[0050] Das in Fig. 1 mit V_{opin1} bezeichnete Operationsverstärker-Eingangssignal ist das mit dem Faktor $k = R1/(R1 + R2)$ multiplizierte Fehlersignal V_{error1} , abzüglich der von den Widerständen R1, R2 stammenden Rauschanteile. V_{opin1} wird durch einen weiteren Verstärker mit dem Faktor $A = 2$ verstärkt und dem Eingangsbereich des zweiten Operationsverstärkers OPV2 zusätzlich zu V_{opin2} zugeführt.

[0051] Die beiden zugeführten Signale tragen (aufgrund der symmetrischen Schaltungsanordnung) mit gleicher Gewichtung zu dem Verstärker-Ausgangssignal V_{out2} bei. Im dargestellten Beispiel werden diese beiden Signale $V_{opin1} \cdot A$ und V_{opin2} in der Eingangsstufe des Verstärkers OPV2 addiert.

[0052] Durch additive Zusammenführung über nicht dargestellte, identische Lasten der beiden Verstärkerausgangssignale V_{out1} und V_{out2} wird schließlich ein Schaltungsausgangssignal V_{out} erhalten, bei dem sich die Fehleranteile V_{error} (abgesehen von deren Rauschkomponenten) praktisch auslöschen.

[0053] Der weitere Verstärker A kann beispielsweise als Transkonduktanz-Verstärker mit Widerstandslast realisiert werden. Fig. 2 zeigt eine solche Realisierung, wobei Transistoren T1 und T2 als spannungsgesteuerte Stromquelle (Transkonduktanz) arbeiten und das Rückkopplnetzwerk (hier: R1', R2') des zweiten Operationsverstärkers OPV2 als Widerstandslast dient. Die Verstärkung des weiteren Verstärkers A berechnet sich hierbei als das Produkt aus der Transkonduktanz (g_m) und dem effektiven Wert der Widerstandslast: $A = g_m \cdot 1/[1/(2 \cdot R1') + 1/(2 \cdot R2')]$.

[0054] Fig. 3 veranschaulicht eine besonders bevorzugte Ausführungsform, bei der die weitere Verstärkung A realisiert ist in einer Eingangsstufe des zweiten Verstärkers OPV2. Fig. 4 zeigt schematisch einen hierfür ausgebildeten Verstärker OPV2 mit einer doppelt ausgeführten Eingangsstufe, deren Ausgangssignal weiteren Verstärkerstufen 10 und schließlich einer Ausgangsstufe 20 zur Ausgabe des Verstärkerausgangssignals Vout zugeführt wird. Die weitere Verstärkung A und die Addition geschieht hier in einfacher Weise durch die doppelt ausgeführte Eingangsstufe, von der eine (die in Fig. 4 rechte) gegenüber einer normalen Eingangsstufe mit dem Faktor 2 skaliert ist, so daß der Anteil Vopin1 mit dem Faktor 2 verstärkt zu dem Signal Vopin2 addiert wird. Das resultierende, bereits vorverstärkte Signal wird den weiteren Verstärkerstufen 10 eingegeben.

[0055] Aus Sicht des zweiten Operationsverstärkers OPV2 entspricht dies der Addition von $2 \cdot \text{Verror1}$ zu V_{in} . Dem zweiten Verstärker OPV2 wird damit ein vorverzerrtes Signal zugeführt. Durch den Multiplikationsfaktor $A = 2$ wird sowohl die tatsächliche Verzerrung des ersten Verstärkers OPV1 als auch die geschätzte Verzerrung des zweiten Verstärkers OPV2 kompensiert. Diese Schätzung ist mit hoher Genauigkeit möglich, wenn folgende Kriterien erfüllt sind:

1. Beide Operationsverstärker OPV1, OPV2 sind möglichst gleich.

[0056] Dieses Kriterium kann problemlos erfüllt werden, wenn beide Operationsverstärker OPV1, OPV2 auf einem Chip integriert sind.

2. Beide Operationsverstärker OPV1, OPV2 befinden sich zu jedem Zeitpunkt in möglichst gleichen Arbeitspunkten.

[0057] Dieses Kriterium ist dann erfüllt, wenn die Verzerrungen deutlich kleiner sind als das Nutzsignal. Bei nahezu allen Anwendungen liegen die Verzerrungen typischerweise um mehr als 20 dB unter dem Signalpegel. Die durch Verzerrungen bedingte Verschiebung des Arbeitspunktes ist daher vernachlässigbar.

[0058] Anstelle von zwei identischen, je mit 50% (bezogen auf einen entsprechenden Einzel-Verstärker) skalierten Operationsverstärkern können auch ungleich skalierte Operationsverstärker (relativer Skalierungsfaktor s von 1 verschieden) eingesetzt werden. Verallgemeinert ist die Verstärkung des weiteren Verstärkers A in etwa indirekt proportional zum relativen Skalierungsfaktor s des zweiten Operationsverstärkers OPV2 zu wählen, um die erwünschte gegenseitige Auslöschung der Verzerrungen zu erzielen ($A = 1/s + 1$).

[0059] Um eine besonders hohe Präzision zu erreichen ist es notwendig, die Phasenverzögerung des zweiten Operationsverstärkers OPV2 gegenüber dem ersten Operationsverstärker OPV1 zu kompensieren. Denn anderenfalls kommt das Korrektur-Signal geringfügig verzögert am Ausgang Vout2 an. Dies würde dazu führen, daß die Verzerrungsauslöschung einen kleinen Restfehler zurücklassen würde.

[0060] Da sich die Phasenverzögerung von typischen Operationsverstärkern im interessierenden Frequenzbereich durch einen Tiefpaß erster Ordnung (einpole System) modellieren läßt, kann sie z. B. durch einen Kondensator (im Falle von voll-differentiellen Operationsverstärkern durch zwei Kondensatoren) im Rückkoppel-Pfad des ersten Verstärkers kompensiert werden. Dies ist in Fig. 5 für einen voll-differentiellen Operationsverstärker dargestellt. Wird statt dessen je ein C-R-C-Netzwerk eingesetzt, so kann zu-

sätzlich auch ein zweiter Pol des Operationsverstärkers kompensiert werden. Die Phasenverzögerung kann dadurch noch genauer nachgebildet werden, so daß diese keinen begrenzenden Faktor für die Verzerrungs-Unterdrückung darstellt. Alternativ oder zusätzlich könnte eine Kompensation von Phasenfehlern z. B. mittels eines Verzögerungsglieds auch im Signalpfad des weiteren Verstärkers A und/oder wenigstens einem der Zusammenführungspfade erfolgen.

[0061] Die Fertigungstoleranzen der betreffenden Prozess-Technik lassen kein beliebig gutes Matching der beiden Verstärker zu. Die beschriebene Erfindung eignet sich daher vorwiegend für den Entwurf von besonders leistungseffizienten Verstärkern bei mittleren Linearitätsanforderungen im Bereich 60 dB bis 90 dB S/D. Für die Anwendbarkeit der Erfindung ist es auch Bedingung, daß die zu treibende Last es erlaubt, von zwei verschiedenen Verstärker-Ausgängen gleichzeitig angesteuert werden zu können. Dies ist insbesondere in all jenen Fällen möglich, bei welchen die Last durch eine definierte Quell-Impedanz angesteuert werden soll oder darf. Dazu gehört beispielsweise die Anwendung als Leitungs-Treiber (Fig. 6), bei dem die Zusammenführung der Verstärkerausgangssignale mittels Widerständen RT zur Beaufschlagung eines Transformators T zur Ausgabe eines verstärkten Signals auf eine Leitung L erfolgt, oder die Ansteuerung von invertierenden Verstärkern. Wenngleich bei der erfindungsgemäßen Verstärkerschaltung Lasten (z. B. die Zusammenführungs-Widerstände RT) zusammen mit den Verstärkern auf einem Chip integriert sein können, so kann es im Hinblick auf kleinere Fertigungstoleranzen und eine flexiblere Beschaltungsmöglichkeit bevorzugt sein, daß die Verstärkerschaltung zur externen Beschaltung mit den Lasten ausgeführte Ausgangsanschlüsse aufweist.

Patentansprüche

1. Verstärkerschaltung mit einem Schaltungseingang für ein zu verstärkendes Schaltungseingangssignal (V_{in}) und einem Verstärkungsbereich zur Verstärken des Schaltungseingangssignals (V_{in}), dadurch gekennzeichnet, daß der Verstärkungsbereich zwei jeweils negativ rückgekoppelte Verstärker (OPV1, OPV2) aufweist, denen das Schaltungseingangssignal (V_{in}) parallel zugeführt wird und deren Verstärkerausgänge (Vout1, Vout2) zur Bildung eines Schaltungsausgangssignals (Vout) mit einem Schaltungsausgang verbunden sind oder verbindbar sind, wobei der Verstärkereingangsbereich eines der beiden Verstärker (OPV1) über einen weiteren Verstärker (A) mit dem Verstärkereingangsbereich des anderen der beiden Verstärker (OPV2) verbunden ist, derart, daß Signalverzerrungen an den beiden Verstärkerausgängen (Vout1, Vout2) sich im Schaltungsausgangssignal (Vout) im wesentlichen gegenseitig auslöschen.

2. Verstärkerschaltung nach Anspruch 1, wobei die beiden Verstärker (OPV1, OPV2) im wesentlichen die gleiche Struktur aufweisen, der zweite Verstärker (OPV2) jedoch gemäß einem relativen Skalierungsfaktor (s) bezogen auf die Dimensionierung des ersten Verstärkers (OPV1) abweichend dimensioniert ist.

3. Verstärkerschaltung nach Anspruch 2, wobei die beiden Verstärker (OPV1, OPV2) samt deren Lasten im wesentlichen die gleiche Struktur aufweisen, der zweite Verstärker (OPV2) samt dessen Last jedoch gemäß einem relativen Skalierungsfaktor (s) bezogen auf die Dimensionierung des ersten Verstärkers (OPV1) abweichend dimensioniert ist, und wobei wenigstens annähernd gilt: $A = 1/s + 1$, wobei A die Verstärkung des weiteren Verstärkers ist und s der relative Skalie-

• rungsfaktor ist.

4. Verstärkerschaltung nach Anspruch 1, 2 oder 3, wobei die beiden Verstärker (OPV1, OPV2) im wesentlichen identische Verstärkungseigenschaften aufweisen und der weitere Verstärker (A) eine Verstärkung von etwa 2 aufweist. 5
5. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei der weitere Verstärker (A) in einer Eingangsstufe des anderen (OPV2) der beiden Verstärker (OPV1, OPV2) integriert ist. 10
6. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, umfassend ein Kompensationsglied (R2, C1) zur Kompensation der durch den anderen (OPV2) der beiden Verstärker (OPV1, OPV2) und den weiteren Verstärker (A) hervorgerufenen Signalverzögerung. 15
7. Leitungstreiber, umfassend eine Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6 sowie einen mit dem Schaltungsausgang verbundenen Transformator (T). 20
8. Verfahren zum Verstärken eines Signals (Vin), dadurch gekennzeichnet, daß das Signal (Vin) parallel durch zwei gegengekoppelte Verstärker (OPV1, OPV2) verstärkt wird und die beiden Verstärkerausgangssignale (Vout1, Vout2) zur Bildung des verstärkten Signals (Vout) zusammengeführt werden oder zusammenführbar sind, wobei ein vom Verstärkereingangsbereich eines der beiden Verstärker (OPV1) abgezwigtes Signal (Vopin1) verstärkt (A) und dem Verstärkereingangsbereich des anderen der beiden Verstärker (OPV2) zugeführt wird, derart, daß Signalverzerrungen der beiden Verstärkerausgangssignale (Vout1, Vout2) sich im Schaltungsausgangssignal (Vout) im wesentlichen gegenseitig auslöschen. 25
9. Verfahren nach Anspruch 8, wobei die Verstärkungen durch die beiden Verstärker (OPV1, OPV2) mit im wesentlichen identischen Eigenschaften vorgesehen sind und die Verstärkung (A) des abgezwigten Signals (Vopin1) etwa 2 beträgt. 30
10. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, wobei die Verstärkung (A) des abgezwigten Signals (Vopin1) in einer Eingangsstufe des anderen der beiden Verstärker (OPV2) integriert erfolgt. 35
11. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 10, wobei eine durch die Verstärkung eines der beiden Verstärker und die Verstärkung des abgezwigten Signals (Vopin1) hervorgerufene Signalverzögerung kompensiert (R2, C1) wird. 40
12. Verfahren zum Treiben eines Leitungssignals (Vin), umfassend ein Verfahren zum Verstärken des Leitungssignals nach einem der Ansprüche 8 bis 11 sowie eine nachfolgende Transformation (T) des verstärkten Leitungssignals. 45

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen

55

60

65

- Leerseite -

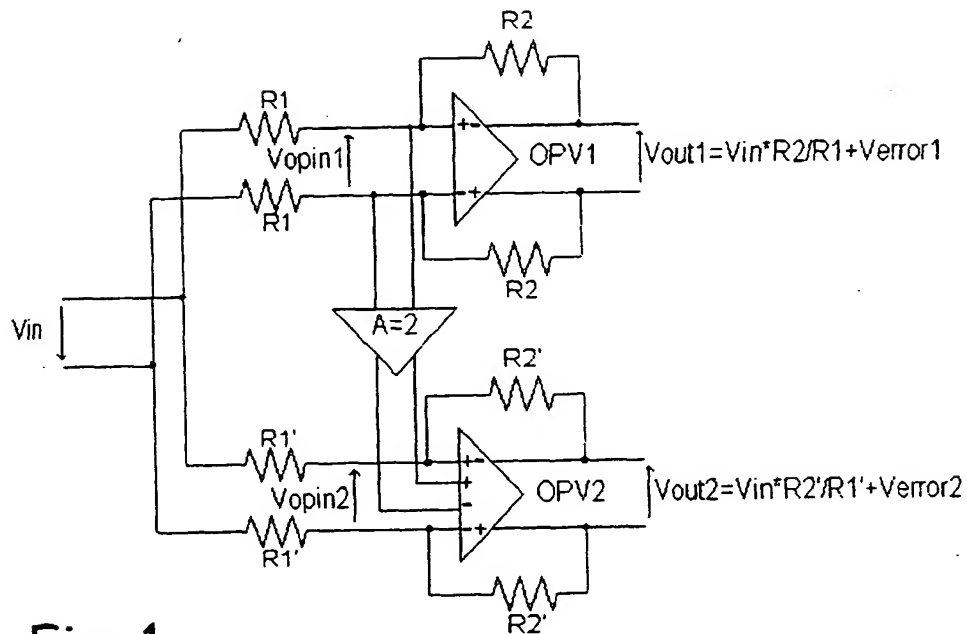


Fig. 1

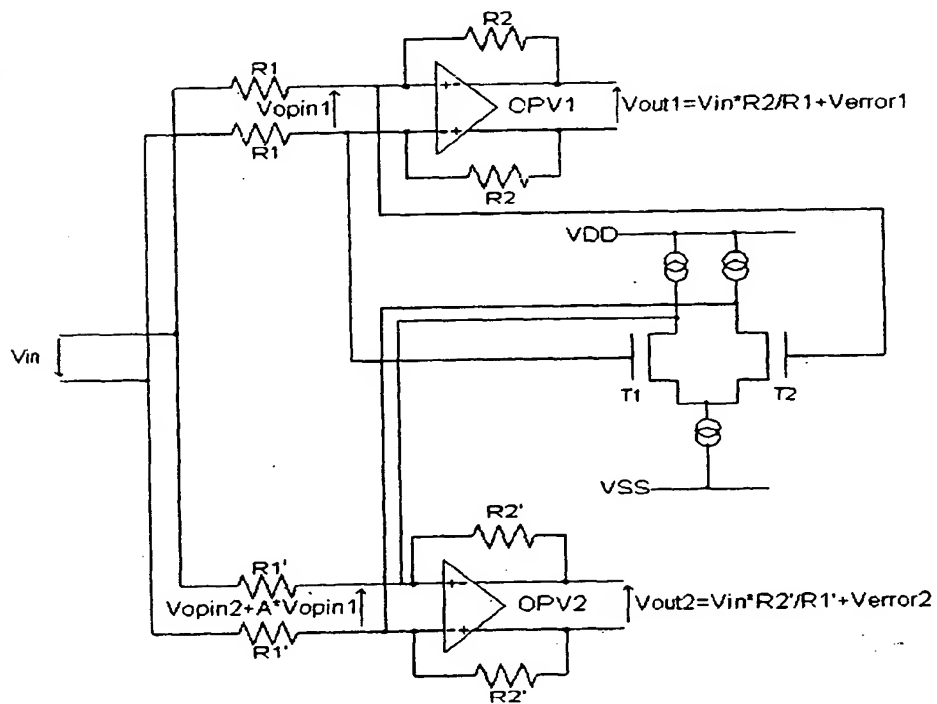


Fig. 2

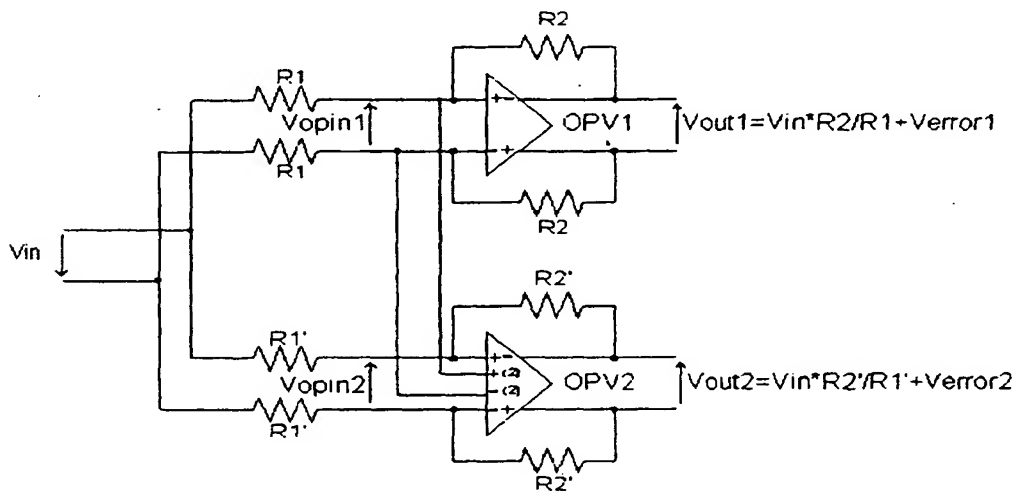


Fig. 3

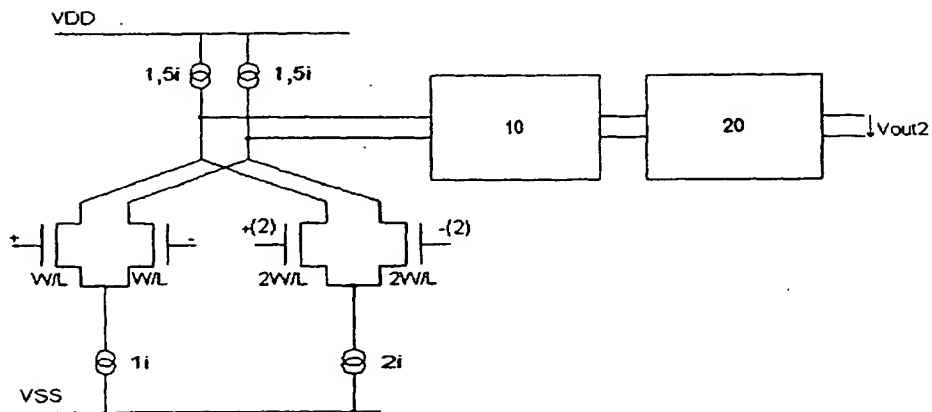


Fig. 4

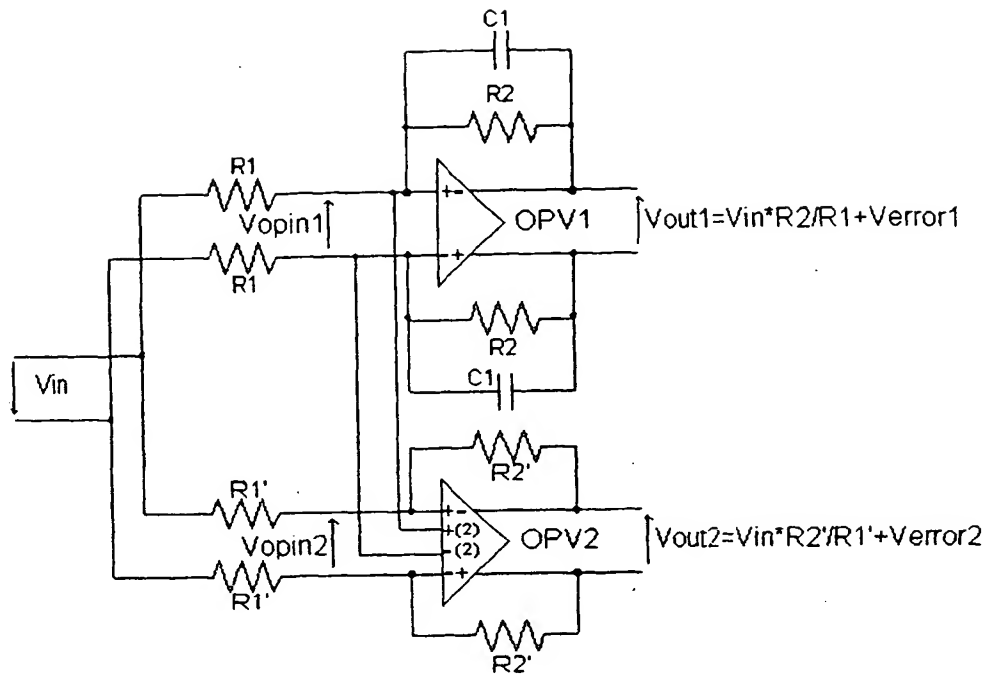


Fig. 5

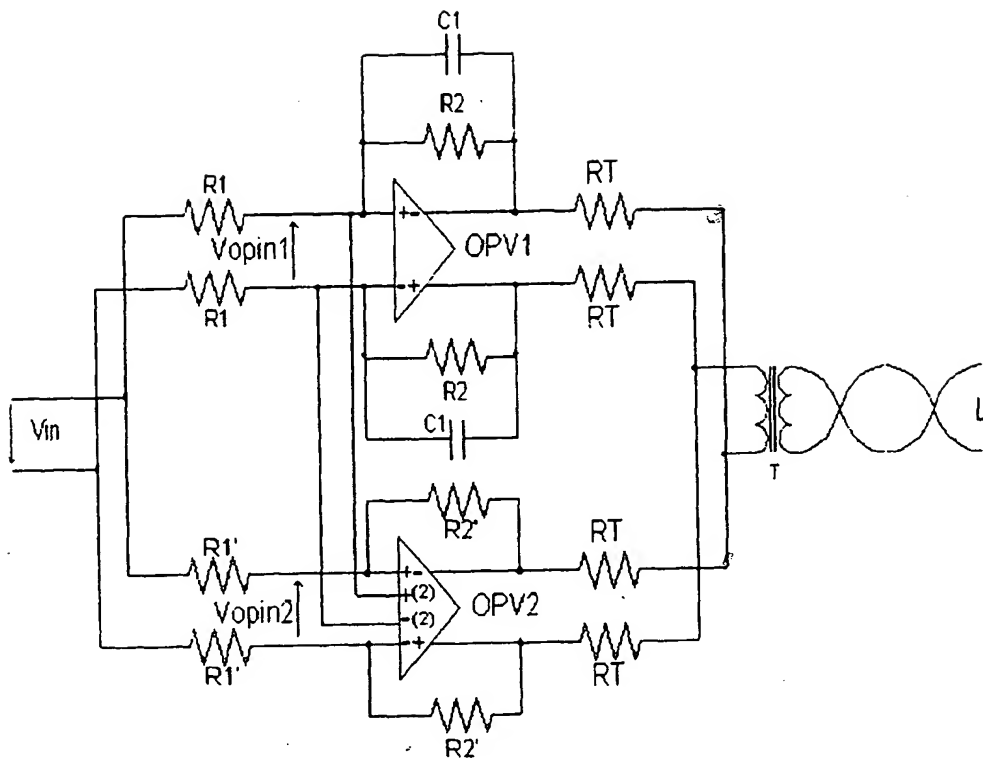


Fig. 6

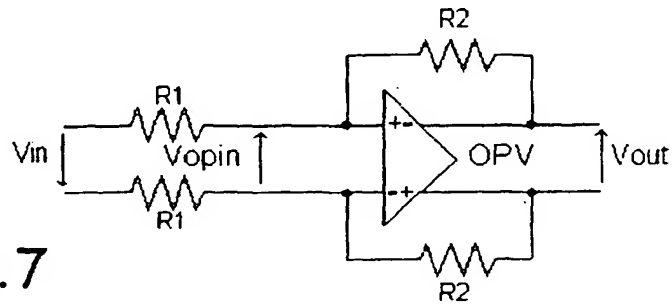


Fig. 7

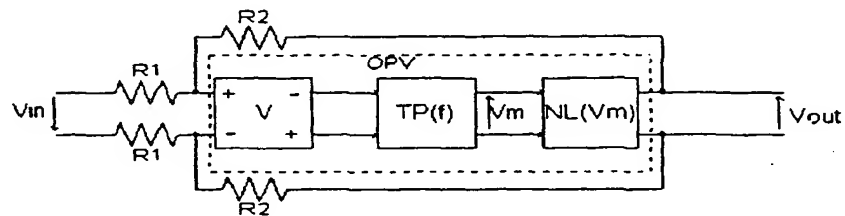


Fig. 8

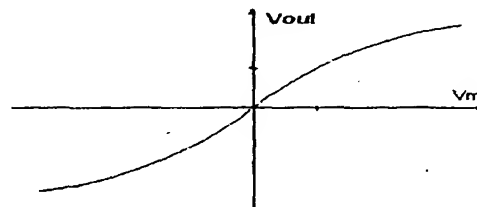


Fig. 9